

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION  
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété  
Intellectuelle  
Bureau international



(43) Date de la publication internationale  
11 octobre 2001 (11.10.2001)

PCT

(10) Numéro de publication internationale  
**WO 01/76169 A1**

(51) Classification internationale des brevets<sup>7</sup> : H04L 27/36

(21) Numéro de la demande internationale :  
PCT/FR01/00940

(22) Date de dépôt international : 28 mars 2001 (28.03.2001)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :  
00/04124 31 mars 2000 (31.03.2000) FR

(71) Déposant (*pour tous les États désignés sauf US*) : MATRA NORTEL COMMUNICATIONS [FR/FR]; 50, rue du Président Sadate, F-29100 Quimper (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (*pour US seulement*) : GAGEY,

Olivier [FR/FR]; 73, rue Notre Dame des Champs, F-75006 Paris (FR). MOLKO, Christophe [FR/FR]; 13, rue Pierre Dupont, F-92150 Suresnes (FR). BELVEZE, Fabrice [FR/FR]; 7, rue d'Alsace, F-78310 Maurepas (FR).

(74) Mandataires : VERDURE, Stéphane etc.; Cabinet Plasseraud, 84, rue d'Amsterdam, F-75440 Paris Cedex 9 (FR).

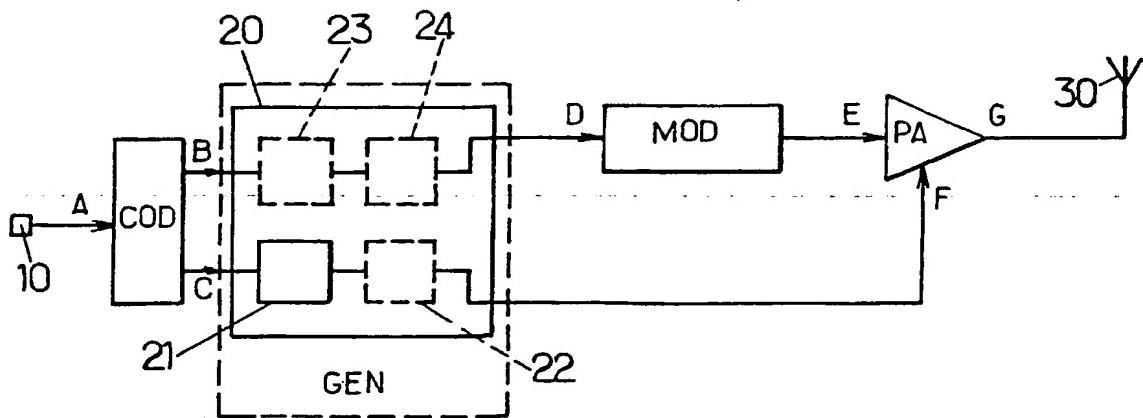
(81) États désignés (*national*) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

(84) États désignés (*regional*) : brevet ARIPO (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), brevet eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), brevet européen

*[Suite sur la page suivante]*

(54) Title: DEVICE FOR PRODUCING A PHASE AND AMPLITUDE MODULATED RADIO FREQUENCY SIGNAL

(54) Titre : DISPOSITIF DE PRODUCTION D'UN SIGNAL RADIOFRÉQUENCE MODULÉ EN PHASE ET EN AMPLITUDE



A1

WO 01/76169

(57) Abstract: The invention concerns a device for producing a phase and amplitude modulated signal (G) suitable for radio transmission via an antenna (30), based on the EER technique and means (20) for temporal clamping of a phase controlling signal (D) and an amplitude controlling signal (F) so that the phase modulating component is synchronised with the amplitude modulating component in the output signal (G).

(57) Abrégé : L'invention propose un dispositif de production d'un signal radiofréquence modulé en phase et en amplitude (G) convenant pour l'émission radioélectrique via une antenne (30), reposant sur la technique EER et des moyens (20) de calage temporel d'un signal de commande de phase (D) et d'un signal de commande d'amplitude (F) de manière que la composante de modulation de phase soit synchronisée avec la composante de modulation d'amplitude dans le signal de sortie (G).



(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), brevet OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

*En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.*

**Publiée :**

— *avec rapport de recherche internationale*

DISPOSITIF DE PRODUCTION D'UN SIGNAL RADIOFRÉQUENCE  
MODULE EN PHASE ET EN AMPLITUDE

La présente invention concerne un dispositif de production d'un signal radiofréquence modulé en phase et en amplitude convenant pour l'émission radioélectrique via une antenne.

Un tel dispositif trouve des applications dans des émetteurs 5 radiofréquences, notamment de stations mobiles de radiocommunication.

Les systèmes de radiocommunication actuels utilisent classiquement, pour la transmission de données numériques codant un signal audio ou, plus généralement, des informations de toute nature, des modulations dites à enveloppe constante. Avec de telles modulations, les données émises ne sont 10 pas portées par l'amplitude d'une porteuse radiofréquence mais par sa phase ou sa fréquence. Ceci permet d'utiliser dans l'émetteur un amplificateur de puissance radiofréquence fonctionnant dans une zone de fonctionnement proche de la saturation. Ainsi, l'émetteur présente un rendement en puissance élevé, ce qui est particulièrement requis dans le cadre d'une utilisation de 15 l'émetteur dans un équipement de radiocommunication portatif. En effet, comme on le sait, l'émetteur présente dans une telle zone de fonctionnement des non-linéarités d'amplification comprenant des non linéarités en amplitude et, dans une moindre mesure, des non linéarités en phase. Ces non-linéarités engendrent une distorsion en amplitude et en phase du signal émis, qui 20 dégradent les performances de l'émetteur en termes de qualité de l'émission. C'est pour s'affranchir du problème des non-linéarités d'amplitude qu'on n'utilise dans les systèmes de radiocommunication actuels que des modulations à enveloppe constante. En effet, l'information utile n'étant pas portée par l'amplitude du signal radiofréquence émis, les non-linéarités 25 d'amplitude n'affectent pas la qualité de l'émission.

Toutefois, on cherche actuellement à transmettre plus d'informations à l'intérieur d'une bande de fréquence de largeur donnée, affectée à un canal de transmission, de manière à augmenter le rendement spectral des systèmes de radiocommunication. Le but est de répondre à l'accroissement de la demande 30 de trafic dans le spectre radiofréquence en respectant les contraintes liées au partage de ce spectre. C'est pourquoi on envisage la réintroduction d'une modulation d'amplitude. Ainsi, on cherche à mettre au point de nouveaux

systèmes de radiocommunication utilisant pour la transmission des informations une modulation composite, comportant à la fois une composante de modulation de phase et une composante de modulation d'amplitude.

Malgré cela, la nécessité de maintenir un rendement en puissance important de l'émetteur, incite à continuer de faire fonctionner l'amplificateur de puissance radiofréquence dans une zone de fonctionnement proche de la saturation. Il est donc souhaitable d'annuler les effets des non-linéarités d'amplification induites par l'amplificateur de puissance radiofréquence, afin de ne pas dégrader la qualité de l'émission.

Plusieurs techniques sont connues pour annuler les effets des non-linéarités d'amplification. Dans la technique CLLT (de l'anglais "Cartesian Loop Linear Transmitter"), un démodulateur est utilisé pour asservir, en bande de base et en analogique, la modulation du signal présent au niveau de l'antenne avec celle du signal en bande de base à émettre. Dans la technique ABP (de l'anglais "Adaptive Baseband Predistortion"), un traitement numérique appliqué aux échantillons du signal en bande de base à émettre permet de pré-distordre ce signal pour obtenir le signal radiofréquence souhaité au niveau de l'antenne. Toutefois, la mise en œuvre de ces techniques connues dans le cadre d'une modulation composite est complexe et impose de modifier en profondeur l'architecture des émetteurs actuels.

C'est pourquoi, la présente invention propose un dispositif de production d'un signal radiofréquence modulé en phase et en amplitude reposant sur une technique connue sous le nom de technique EER (de l'anglais "Envelope Elimination and Restoration"). Selon cette technique, le dispositif comprend des moyens de codage composite permettant de générer à partir des données à émettre une première suite de valeurs numériques correspondant à une composante de modulation de phase du signal de sortie G et une seconde suite de valeurs numériques correspondant à une composante de modulation d'amplitude de ce signal. Ces deux composantes sont ensuite transposées dans le domaine radiofréquence par des moyens distincts. Les composantes ainsi transposées sont ensuite combinées pour former le signal de sortie G. Dit autrement, la technique EER ne respecte pas le schéma classique consistant à générer un signal en bande de base modulé en phase et en amplitude puis à

transposer ce signal dans le domaine radiofréquence. Cette technique est avantageuse car elle permet de conserver une architecture de l'émetteur proche de celle utilisée dans le cadre des systèmes actuels utilisant une modulation à enveloppe constante.

Le schéma de la figure 1 donne une illustration d'un dispositif de génération d'un signal radiofréquence modulé en phase et en amplitude reposant sur la technique EER. Le dispositif comprend au moins une entrée de données 10 pour recevoir un message numérique A contenant des données à transmettre. Il comprend en outre des moyens de codage composites tels qu'un codeur COD pour générer, à partir dudit message numérique A, une première suite de valeurs numériques B et une seconde suite de valeurs numériques C. La suite B correspond à une composante de modulation de phase du signal de sortie G du dispositif. La suite C correspond à une composante de modulation d'amplitude du signal de sortie G. Le dispositif comprend encore des moyens de génération d'un signal de commande de phase D et d'un signal de commande d'amplitude F à partir de la première suite de valeurs numériques B et de la seconde suite de valeurs numériques C. Les signaux D et F sont par exemple des signaux analogiques délivrés par des convertisseurs numériques analogiques (non représentés) des moyens de génération GEN. Les valeurs numériques de la première suite B et de la seconde suite C sont traitées comme des échantillons des signaux de commande respectivement de phase D et d'amplitude F.

Le dispositif comprend encore des moyens de modulation de phase MOD dont une entrée reçoit le signal de commande de phase D et dont une sortie délivre un signal radiofréquence E d'amplitude sensiblement constante modulé en phase, en fonction du signal de commande de phase D. Le dispositif comporte enfin un amplificateur de puissance radiofréquence à gain variable PA, dont l'entrée est couplée à la sortie des moyens de modulation de phase MOD pour recevoir le signal radiofréquence E, dont une entrée de commande de gain reçoit le signal de commande d'amplitude F, et dont une sortie délivre un signal radiofréquence modulé en phase et en amplitude. Le signal G est le signal de sortie du dispositif. Ce signal convient pour l'émission

radioélectrique via une antenne. Ainsi, la sortie de l'amplificateur PA peut être couplée à une antenne 30 pour l'émission radioélectrique du signal G.

Du fait que la composante de modulation de phase et la composante de modulation d'amplitude sont transposées de la bande de base vers le domaine radiofréquence par des moyens distincts, à savoir respectivement par les moyens de modulation MOD et par l'amplificateur de puissance radiofréquence à gain variable PA, la composante de modulation de phase et la composante de modulation d'amplitude empruntent des chemins différents avant d'être combinées dans le signal de sortie G. Or, selon le type codage utilisé, il est nécessaire que la composante de modulation de phase soit synchronisée avec la composante de modulation d'amplitude dans le signal émis, afin de permettre un décodage correct côté récepteur et une pureté spectrale satisfaisante en émission. Il est donc souhaitable de compenser les différences de temps de transmission de ces deux composantes sur leurs chemins respectifs.

Ce but est atteint conformément à l'invention grâce à un dispositif de production d'un signal de sortie radiofréquence modulé en phase et en amplitude convenant pour l'émission radioélectrique, comprenant :

- au moins une entrée de données pour recevoir un message numérique contenant des données à émettre ;

- des moyens de codage composites pour générer, à partir dudit message numérique, une première suite de valeurs numériques correspondant à une composante de modulation de phase du signal de sortie et une seconde suite de valeurs numériques correspondant à une composante de modulation d'amplitude du signal de sortie ;

- des moyens de génération d'un signal de commande de phase et d'un signal de commande d'amplitude à partir desdites première et seconde suites de valeurs numériques,

- des moyens de modulation de phase dont une entrée reçoit le signal de commande de phase et dont une sortie délivre un signal radiofréquence d'amplitude sensiblement constante modulé en phase en fonction du signal de commande de phase ;

- un amplificateur de puissance radiofréquence à gain variable, dont l'entrée est couplée à une sortie des moyens de modulation en phase pour recevoir ledit signal radiofréquence d'amplitude sensiblement constante modulé en phase, dont une entrée de commande de gain reçoit le signal de commande d'amplitude, et dont une sortie délivre le signal de sortie,

5 dans lequel les moyens de génération comprennent en outre des moyens de calage temporel du signal de commande de phase et du signal de commande d'amplitude de manière que la composante de modulation de phase soit synchronisée avec la composante de modulation d'amplitude dans  
10 le signal de sortie.

Ces moyens de calage comprennent préférentiellement au moins des premiers moyens numériques pour appliquer un premier retard à la première suite de valeurs numériques ou à la seconde suite de valeurs numériques, de manière que la composante de modulation de phase soit synchronisée avec la  
15 composante de modulation d'amplitude dans le signal de sortie. Une telle solution numérique présente l'avantage de permettre une bonne intégration du dispositif.

Pour obtenir un rendement en puissance élevé, l'amplificateur de puissance radiofréquence est préférentiellement agencé pour fonctionner dans  
20 une zone de fonctionnement proche de la saturation. C'est pourquoi l'invention propose des modes de réalisation permettant d'annuler les effets des non-linéarités d'amplitude et/ou de phase introduites dans l'amplificateur.

Dans certaines applications, le niveau de puissance moyen du signal de sortie G peut varier par paliers, en fonction du mode de fonctionnement de  
25 l'émetteur incorporant le dispositif. Les paliers du niveau de puissance moyen sont commandés par la valeur de la composante continue du signal de commande d'amplitude F appliquée sur l'entrée de commande de gain de l'amplificateur de puissance, la composante alternative de ce signal constituant la consigne de modulation d'amplitude. L'invention propose un mode de  
30 réalisation permettant dans ce cas de limiter la charge de calcul du DSP et d'éviter la nécessité d'un convertisseur numérique/analogique de résolution élevée. Dans ce mode de réalisation, un signal analogique de commande du palier de puissance et un signal analogique de commande de la modulation

d'amplitude sont générés séparément et sont additionnés de manière analogique avant d'être appliqués sur l'entrée de commande de gain de l'amplificateur à gain variable.

L'invention propose en outre des modes de réalisation dans lesquels un 5 amplificateur à gain variable correctement agencé permet de s'affranchir du problème de la variation, avec la valeur du niveau moyen de puissance du signal radiofréquence à émettre, de la réponse d'un détecteur faisant partie de moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie à une consigne de modulation d'amplitude.

10 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description qui va suivre. Celle-ci est purement illustrative et doit être lue en regard des dessins annexés sur lesquels on a représenté :

- à la figure 1, déjà analysée : le schéma du principe d'un dispositif de production d'un signal radiofréquence modulé en phase et en amplitude 15 reposant sur la technique EER ;

- à la figure 2 : le schéma d'un premier mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 3 : le schéma d'un deuxième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

20 - à la figure 4 : le schéma d'un troisième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 5 : le schéma d'un quatrième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

25 - à la figure 6 : le schéma d'un cinquième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 7 : le schéma d'un sixième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 8 : le schéma d'un septième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

30 - à la figure 9 : le schéma partiel d'un huitième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 10 : le schéma partiel d'un neuvième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 11 : le schéma d'un dixième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 12 : le schéma partiel d'un onzième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

5 - à la figure 13 : le schéma partiel d'un douzième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

- à la figure 14 : le schéma partiel d'un treizième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention ;

10 - à la figure 15 : un graphique montrant la caractéristique entrée / sortie d'un détecteur faisant partie de moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie du dispositif selon l'invention.

15 L'invention propose plusieurs modes de réalisation d'un dispositif de production d'un signal G radiofréquence modulé en phase et en amplitude convenant pour l'émission radicélectrique via une antenne d'émission 30, qui reposent tous sur la technique EER tel que présentée en introduction en référence à la figure 1. Sur les figures et dans la suite, les mêmes éléments portent les mêmes références. Dans la suite, le signal radiofréquence à émettre G est aussi appelé signal de sortie du dispositif.

20 Dans tous les modes de réalisation présentés, les moyens de génération GEN ont pour fonction de produire le signal de commande de phase D et le signal de commande d'amplitude F appliqué respectivement en entrée des moyens de modulation de phase MOD et de l'amplificateur de puissance à gain variable PA. Pour un amplificateur PA réalisé en technologie MOS, le signal de commande d'amplitude F détermine par exemple une tension de grille, une tension de drain ou une puissance d'entrée. Pour un amplificateur PA réalisé en technologie bipolaire, le signal de commande d'amplitude F détermine par exemple une tension de base, une tension de collecteur ou une puissance d'entrée. Classiquement, le signal F est un signal analogique. Il présente une composante alternative traduisant la modulation d'amplitude et une 25 composante continue qui peut être nulle. Dans certaines applications, le niveau de puissance moyen du signal de sortie G varie par paliers en fonction des modes de fonctionnement de l'émetteur incorporant le dispositif. Dans ce cas,

le niveau de puissance moyen peut être commandé par la valeur de la composante continue du signal de commande F.

Les moyens de modulation de phase MOD sont par exemple constitués par un oscillateur à boucle verrouillée en phase (oscillateur dit à PLL, de l'anglais "Phase Locked Loop"). Dans ce cas, le signal D est un signal analogique. Néanmoins, les moyens de modulation de phase MOD comprennent préférentiellement un synthétiseur de modulation numérique (circuit DMS, de l'anglais "Digital Modulation Synthesizer"). Dans ce cas, le signal D est un signal numérique. Cette variante est avantageuse car un circuit DMS permet une meilleure intégration du dispositif. En effet, un oscillateur à PLL comprend des éléments analogiques qui occupent beaucoup de place, en comparaison du faible encombrement d'un circuit DMS. En tant que de besoin, les moyens GEN comprennent un ou plusieurs convertisseurs numérique/analogique (non représentés), pour passer des messages numériques composés des suites de valeurs numériques B et/ou C à des signaux analogiques ad-hoc respectivement D et/ou F.

Dans le mode de réalisation de la figure 2, les moyens de génération GEN du dispositif comprennent des moyens de calage temporel du signal de commande de phase D et du signal de commande d'amplitude F de manière que la composante de modulation de phase soit synchronisée avec la composante de modulation d'amplitude dans le signal de sortie G.

Ces moyens de calage temporel comprennent de préférence des premiers moyens numériques 20 pour appliquer un premier retard T1 à la première suite de valeurs numériques B ou à la seconde suite de valeurs numériques C. De tels moyens numériques sont avantageusement inclus dans un processeur de signal numérique (circuit DSP, de l'anglais "Digital Signal Processor") qui réalisent toutes les fonctions numériques des moyens de génération GEN. En général, le retard T1 est appliqué à la seconde suite de valeurs numériques C, car le temps de propagation sur le chemin emprunté par la composante de modulation d'amplitude est inférieur au temps de propagation sur le chemin emprunté par la composante de modulation de phase. Toutefois, cela n'est pas nécessairement le cas dans toutes les applications. De tels moyens numériques comprennent par exemple un registre

à décalage 21 et/ou un filtre retardateur 22 par lequel ou par lesquels transitent la suite de valeurs numériques C à retarder. Un registre à décalage permet d'introduire un retard égal à un nombre entier de fois la période d'un signal d'horloge rythmant l'activité des convertisseurs numérique/analogique concernés. Il ne permet d'obtenir que des valeurs de retard ayant des valeurs discrètes, avec une résolution égale à cette période. Un filtre retardateur numérique permet au contraire d'appliquer un retard égal à une fraction de cette période. C'est pourquoi il peut être avantageux de les combiner pour appliquer un retard T1 de valeur quelconque.

Le filtre numérique présente préférentiellement, au moins dans la bande occupée par le message codé, une réponse constante en amplitude et une réponse linéaire en phase, la pente de cette dernière déterminant la valeur du retard introduit par le filtre. Il s'agit par exemple d'un filtre retardateur d'une valeur  $\tau$  en sinus cardinal échantillonné et tronqué, dont la réponse impulsionnelle  $f_\tau(t)$  est donnée par la relation (1) ci-dessous :

$$f_\tau(t) = \frac{\sin(\pi(t-\tau)/T_e)}{\pi(t-\tau)/T_e} \quad (1)$$

où  $1/T_e$  est le débit des valeurs numériques dans le message numérique

A.

Préférentiellement le filtre numérique est une version numérique du sinus cardinal, dont la réponse impulsionnelle  $f_\tau(t)$  est donnée par la relation (2) ci-dessous :

$$f_\tau(t) = \frac{\sin(\pi(t-\tau)/T_e)}{N \sin(\pi(t-\tau)/NT_e)} \quad (2)$$

où  $1/T_e$  est le débit des valeurs numériques dans le message numérique A et où  $N$  est un nombre entier, appelé longueur du filtre, qui correspond au nombre de valeurs numériques successives traitées simultanément par le filtre. Un tel filtre introduit un retard dont la valeur est égale à la moitié de la longueur du filtre plus un petit retard additionnel, positif ou négatif, qui vaut une fraction du temps  $T_e$  soit  $\tau$ .

Dans certains cas, il est préférable de prévoir en outre des seconds moyens numériques, tels qu'un registre à décalage 23 et/ou un filtre numérique retardateur 24 pour appliquer un second retard T2, différent du retard T1, à

l'autre suite de valeurs numériques B. Dans ce cas, le retard équivalent appliqué à la seconde suite de valeurs numériques C par rapport à la première suite de valeurs numériques B est égal à T1-T2. Ceci permet d'appliquer un retard équivalent de valeur plus fine.

5       Dans le mode de réalisation de la figure 2, le retard appliqué est déterminé une fois pour toutes lors d'une phase de calibration qui peut être réalisée en laboratoire. En général, il est alors le même pour tous les exemplaires du dispositif qui sont fabriqués.

10      Dans un autre mode de réalisation conforme à la figure 3, les moyens de calage temporel sont agencés pour réaliser un calage temporel du signal de commande de phase D et du signal de commande d'amplitude F en fonction d'un signal en bande de base J obtenu à partir du signal de sortie G.

15      A cet effet, le dispositif comprend des moyens formant voie de retour en bande de base, pour produire un signal en bande de base J correspondant au signal de sortie G. Ces moyens comprennent un dispositif de couplage 400 qui prélève en sortie de l'amplificateur de puissance PA une partie de la puissance du signal de sortie G, et délivre un signal H qui est l'image, en termes de modulation de phase et d'amplitude, du signal de sortie G. En outre, ils comprennent des moyens de démodulation DEMOD qui reçoivent sur une 20 entrée le signal H et délivrent sur une sortie ledit signal en bande de base J.

25      Les moyens de démodulation DEMOD reçoivent en outre un signal radiofréquence I de même fréquence que la fréquence porteuse, qui est mélangé au signal H pour assurer le retour en bande de base de ce signal. Ce signal I est par exemple délivré par un oscillateur local LO. Le signal en bande de base J et le signal en bande de base à transmettre sont très proches. Ils ne diffèrent que par l'effet des imperfections du calage des signaux de commande de phase D et d'amplitude F, et par l'effet des non linéarités d'amplification introduites dans le signal de sortie G par l'amplificateur de puissance radiofréquence PA. Le signal J est échantillonné et converti en données 30 numériques au moyen d'un convertisseur analogique/numérique (non représenté) des moyens de génération GEN. Ces valeurs numériques sont prises en compte pour le réglage du retard appliqué par les moyens de calage temporel. Dans un exemple, on fait varier la longueur N du filtre numérique 22

ou 24 donné par la relation (2) ci-dessus. Egalement, il est possible de déplacer un pointeur de lecture dans le registre à décalage 21 ou 23 ce qui revient à faire varier sa longueur.

En variante, le signal I peut être remplacé par le signal E, qui est le signal d'amplitude sensiblement constante modulé en phase délivré en sortie des moyens de modulation MOD. Dans ce cas, le signal en bande de base J est représentatif des imperfections du calage des signaux de commande de phase D et d'amplitude F, et de l'effet des non linéarités d'amplification introduites dans le signal de sortie G par l'amplificateur de puissance radiofréquence PA.

Ce mode de réalisation permet de réaliser un asservissement du calage temporel des signaux de commande de phase D et d'amplitude F en fonction du signal de sortie G. Le retard à appliquer par les moyens de calage temporel 20 est déterminé en fonction des valeurs numériques obtenues à partir du signal J. De cette manière, la calage temporel des signaux D et F tient compte notamment de l'éventuelle dispersion des caractéristiques des composants analogiques constituant le dispositif (qui sont présents essentiellement dans l'amplificateur PA), de la dérive en température et des effets du vieillissement sur la valeur de ces composants.

Dans un autre mode de réalisation conforme à la figure 4, les moyens de génération GEN comprennent des moyens numériques de pré-distorsion 40, incluant des moyens de pré-distorsion en phase 41 et/ou des moyens de pré-distorsion en amplitude 42. Ces moyens permettent d'annuler l'effet des non linéarités d'amplification (respectivement en phase et/ou en amplitude).

Les moyens de pré-distorsion en phase 41 comportent une première table de valeurs associant une valeur numérique pré-distordue à chaque valeur numérique de la première suite de valeurs numériques B. Dit autrement, chaque valeur numérique de la suite B est remplacée dans ladite suite par une valeur numérique de la première table de pré-distorsion qui lui est associée. De la sorte, le signal de commande de phase D est généré en fonction de la suite desdites valeurs numériques pré-distordues de manière à annuler l'effet des non-linéarités en phase introduites dans le signal de sortie G par l'amplificateur PA. Les moyens de pré-distorsion en amplitude 42 comportant une seconde

table de valeurs associant une valeur numérique pré-distordue à chaque valeur numérique de la seconde suite de valeurs numériques C. Dit autrement, chaque valeur numérique de la suite C est remplacée dans ladite suite par une valeur numérique de la seconde table de pré-distorsion qui lui est associée. De 5 cette manière, le signal de commande d'amplitude F est généré en fonction de la suite desdites valeurs numériques pré-distordues, ce qui permet d'annuler l'effet des non-linéarités en amplitude introduites dans le signal de sortie G par l'amplificateur PA.

Dans le mode de réalisation de la figure 4, les valeurs de la première 10 et/ou de la seconde tables de pré-distorsion sont déterminées lors d'une phase de calibration qui peut être réalisée en laboratoire. Elles sont donc constantes pendant toute la vie de l'équipement de radiocommunication. En général, elles sont identiques pour tous les exemplaires du dispositif qui sont fabriqués.

Dans un autre mode de réalisation conforme à la figure 5, les moyens de 15 pré-distorsion 40, c'est à dire les moyens de pré-distorsion en phase 41 et/ou les moyens de pré-distorsion en amplitude 42, sont agencés pour réaliser une pré-distorsion en fonction d'un signal en bande de base J obtenu à partir du signal de sortie G. Dit autrement, les moyens 41 réalisent une pré distorsion adaptative en phase des valeurs numériques de la suite B, et/ou les moyens 42 20 réalisent une pré-distorsion adaptative en amplitude des valeurs numériques de la suite C. On parle de pré-distorsion adaptative, dans la mesure où elle prend en compte, de manière continue, les distorsions d'amplification réelles introduites par l'amplificateur PA dans le signal de sortie G.

A cet effet, le dispositif comprend les moyens précités formant voie de 25 retour en bande de base, c'est à dire le dispositif de couplage 400, les moyens de démodulation DEMOD, et le cas échéant l'oscillateur local LO qui ont été présentés ci-dessus en référence au mode de réalisation de la figure 3, le signal en bande de base J étant fourni en entrée des moyens 40. Bien que ces modes de réalisation soient indépendants, ces éléments sont identiques dans 30 leur structure et leur fonctionnement, en sorte qu'il est inutile de les décrire à nouveau en détail dans leur application au mode de réalisation de la figure 5. On notera simplement que les données numériques obtenues par échantillonnage et conversion analogique/numérique du signal en bande de

base J sont prises en compte pour la mise à jour de la première et/ou de la seconde table de pré-distorsion. Cette mise à jour peut-être réalisée selon tout algorithme adaptatif convenant à cet effet.

On appréciera que dans le mode de réalisation de la figure 4 comme dans celui de la figure 5, les moyens de pré-distorsion 40 peuvent ne comprendre que les moyens de pré-distorsion en phase 41 ou que les moyens de pré-distorsion en amplitude 42, ou peuvent comprendre à la fois les moyens de pré-distorsion en phase 41 et les moyens de pré-distorsion en amplitude 42. En effet, ces deux types de moyens sont indépendants dans leur structure comme dans leur fonction.

Dans un autre mode de réalisation, conforme à la figure 6, les moyens de génération GEN comprennent des moyens de pré-distorsion 40 incluant des moyens de pré-distorsion en phase 41 mais pas de moyens de pré-distorsion en amplitude. A la place, les moyens GEN comprennent en outre des moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G, à une consigne de modulation d'amplitude M générée à partir des valeurs numériques de la seconde suite de valeurs numériques C associées à la composante de modulation d'amplitude. Cette consigne M est un signal analogique obtenu au moyen d'un convertisseur numérique/analogique. Ces moyens analogiques d'asservissement comprennent un amplificateur COMP fonctionnant en intégrateur, dont une première entrée reçoit la consigne M, dont une seconde entrée reçoit un signal analogique L, et dont la sortie délivre le signal de commande de gain F qui est appliqué sur l'entrée de commande de gain de l'amplificateur PA. Ils comprennent en outre des moyens de couplage, qui peuvent être les moyens de couplage 400 des modes de réalisation des figures 3 et 5, délivrant le signal H image du signal de sortie G. Ils comprennent enfin un détecteur DET dont l'entrée reçoit le signal H et dont la sortie délivre le signal L. La fonction du détecteur DET est d'extraire du signal H la composante de modulation d'amplitude du signal de sortie G, en appliquant un redressement et un filtrage passe-bas au signal H de manière que l'amplitude en tension du signal L, classiquement exprimée en décibel (dBv), soit fonction de la puissance instantanée du signal H, classiquement exprimée en décibel (dBm). Le signal L est donc représentatif de la

composante de modulation d'amplitude réellement présente dans le signal de sortie G. Le signal L et le signal M sont très proches l'un de l'autre, et ne diffèrent que par l'effet des non linéarités d'amplitude introduites dans le signal de sortie G par l'amplificateur PA. Le signal L est comparé par l'amplificateur intégrateur COMP à la consigne M, pour produire le signal de commande d'amplitude F en fonction de leur différence.

10 Comme on l'aura compris, les moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G à la consigne de modulation d'amplitude M remplissent sensiblement la même fonction que les moyens de pré-distorsion en amplitude 42 des modes de réalisation de la figure 4 et de la figure 5, à savoir compenser les effets des non linéarités d'amplitude de l'amplificateur PA.

Dans un autre mode de réalisation, conforme au schéma de la figure 7, un dispositif selon l'invention se distingue de celui de la figure 6 en ce que les 15 moyens de pré-distorsion en phase 41 sont agencés pour réaliser une pré-distorsion en phase adaptative, en fonction d'un signal en bande de base J obtenu à partir du signal de sortie G. A cet effet, le dispositif comprend les moyens précités formant voie de retour en bande de base, à savoir le dispositif de couplage 400, les moyens de démodulation DEMOD, et le cas échéant l'oscillateur local LO qui ont été présentés ci-dessus en référence au mode de 20 réalisation de la figure 3. Toutefois, on notera que ces modes de réalisation sont indépendants. Les données numériques obtenues par échantillonnage et conversion analogique/numérique du signal en bande de base J sont prises en compte pour la mise à jour de la première table de pré-distorsion. Cette mise à 25 jour peut-être réalisée selon tout algorithme adaptatif convenant à cet effet. L'avantage du mode de réalisation de la figure 7 réside dans le fait que, le signal en bande de base J n'étant pas utilisé pour compenser les effets des non linéarités d'amplitude de l'amplificateur PA, il n'est pas utile d'imposer de sévères contraintes de linéarité en amplitude à la voie de retour. De manière 30 préférentielle mais non limitative, les moyens formant voie de retour en bande de base comprennent un limiteur 50 inséré entre les moyens de couplage 400 et les moyens de démodulation DEMOD. Ce limiteur reçoit le signal H sur une entrée et délivre un signal K sur sa sortie, qui est couplée à l'entrée des

moyens de démodulation DEMOD. Ce signal K correspond au signal H débarrassé de la modulation d'amplitude. Dit autrement, le signal K est un signal d'amplitude constante, qui est l'image du signal de sortie G en termes de modulation de phase. Ceci permet de fournir en entrée des moyens de démodulation DEMOD un signal K d'amplitude constante, ce qui simplifie la réalisation pratique de ces moyens DEMOD.

Dans le mode de réalisation de la figure 8, le dispositif selon la figure 2 est complété par les moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G à une consigne de modulation d'amplitude M générée à 10 partir de la seconde suite de valeurs numériques C qui ont été présentés ci-dessus en référence au mode de réalisation de la figure 6.

Dans le mode de réalisation de la figure 9, les moyens de calage temporels 20 présentés ci-dessus en référence au mode de réalisation de la figure 2 sont combinés aux moyens 40 de pré-distorsion en phase et en amplitude présentés ci-dessus en référence au mode de réalisation de la figure 4. Ces deux types de moyens sont disposés en série, les moyens de calage temporel 20 étant en amont des moyens de prédistorsion en phase et en amplitude 40 comme montré à la figure ou vice versa.

Dans le mode de réalisation de la figure 10, les moyens de calage temporels 20 présentés ci-dessus en regard de la figure 2 sont combinés aux moyens 40 de pré-distorsion en phase présentés ci-dessus en regard de la figure 6. Ces deux types de moyens sont disposés en série, les moyens de calage temporel 20 étant en amont des moyens de prédistorsion en phase 40 comme montré à la figure ou vice versa.

Dans certaines applications, le niveau de puissance moyen du signal de sortie G peut varier en fonction du mode de fonctionnement de l'émetteur incorporant le dispositif. En général, il varie par paliers entre un palier minimum par exemple égal à 21 dBm et un palier maximum par exemple égal à 33 dBm. Dans ce cas ce palier est commandé par la valeur de la composante continue 30 du signal de commande d'amplitude F appliquée sur l'entrée de commande de gain de l'amplificateur PA, la composante alternative de ce signal constituant la consigne de modulation d'amplitude proprement dite. Or, les contraintes cumulées de précision du niveau de puissance moyen du signal de sortie G

(par exemple +/- 3 dBm pour le palier de puissance le plus critique à savoir le palier de puissance minimum) et de précision de la modulation d'amplitude de ce signal (par exemple -60 dBv pour le palier minimum) imposent un codage par exemple sur au moins 13 bits des valeurs numériques du signal analogique

5 F de commande d'amplitude (modes de réalisation des figures 1 à 5 et 9) ou du signal analogique M de consigne de modulation d'amplitude (modes de réalisation des figures 6 à 8 et 10) ayant une telle composante continue et une telle composante alternative. Selon un premier inconvénient, ceci implique l'emploi d'un convertisseur numérique/analogique fonctionnant sur 13 bits en

10 entrée. Un tel convertisseur numérique/analogique est difficilement concevable dans un équipement tel qu'une station mobile de radiocommunications, pour des raisons tant de coût que d'intégration. Selon un second inconvénient, ceci implique pour le DSP la nécessité de traiter des données codées sur 13 bits, ce qui pénalise les performances du dispositif en termes de vitesse de calcul.

15 L'invention propose un mode de réalisation, conforme à la figure 11, permettant de pallier ces inconvénients. A la figure 11, un premier signal M analogique ne comportant que la composante de modulation d'amplitude (i.e., ayant une composante continue nulle), est généré au moyen d'un convertisseur numérique/analogique fonctionnant par exemple sur 11 bits en

20 entrée. Un second signal analogique N est généré au moyen d'un autre convertisseur numérique/analogique fonctionnant par exemple sur 7 bits en entrée, ce signal N étant un signal continu dont la valeur commande la valeur du niveau moyen de puissance du signal de sortie G. Ainsi, le DSP ne traite que des données codées sur respectivement 11 et 7 bits au lieu de 13. En

25 outre, il est plus avantageux d'utiliser deux convertisseurs numérique/analogique fonctionnant sur respectivement 11 et 7 bits en entrée qu'un seul fonctionnant sur 13 bits en entrée. Un circuit sommateur S reçoit le signal M sur une première entrée et le signal N sur une seconde entrée, et délivre sur sa sortie le signal de commande de modulation d'amplitude F résultant de la somme desdits signaux M et N. Le circuit sommateur S est un circuit analogique à base par exemple d'amplificateurs opérationnels. Comme dans les modes de réalisation précédents, le signal de commande de modulation d'amplitude F est porté sur l'entrée de commande de gain de

l'amplificateur de puissance PA, et le signal de commande de modulation de phase D est porté sur l'entrée du modulateur MOD, dont la sortie est portée en entrée de l'amplificateur PA. La sortie de l'amplificateur PA est reliée à l'antenne 30 pour l'émission du signal de sortie G. Le dispositif comprend une 5 entrée de niveau de puissance 60 pour recevoir le signal analogique N de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie G. Cette entrée est reliée à la sortie d'un convertisseur numérique/analogique fonctionnant sur 7 bits en entrée (non représenté) couplé à une sortie du DSP (également non représenté).

10 Bien entendu, le mode de réalisation de la figure 11 peut avantageusement se combiner avec les moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G à une consigne de modulation d'amplitude (modes de réalisation des figures 6 à 8). Toutefois, la pente de la caractéristique entrée / sortie du détecteur DET dépend de la valeur du niveau 15 de puissance moyen du signal H c'est à dire en fait du niveau de puissance moyen du signal de sortie G . Le graphique de la figure 15 donne l'allure schématique de cette caractéristique. La valeur d'entrée du détecteur DET est constituée par le niveau puissance  $P_H$  du signal H exprimée en dBm et portée sur l'axe des abscisses du graphique. La valeur de sortie du détecteur DET est 20 constituée par le niveau de tension  $V_L$  du signal L exprimé en dBv et porté sur l'axe des ordonnées. Comme indiqué par le graphique de la figure 15, la caractéristique entrée / sortie du détecteur DET comporte trois portions différentes P1, P2 et P3. Dans la portion P1, la plus proche de l'origine O, la pente de la caractéristique est nulle, ce qui traduit le fait que l'entrée se trouve 25 en dessous du seuil de détection du détecteur. Dans la portion P2, la pente de la caractéristique évolue entre la valeur nulle et une valeur déterminée non nulle (qui vaut à peu près l'unité sur la figure 15). Enfin, dans la portion P3, la pente de la caractéristique est constante et vaut ladite valeur déterminée non nulle. Il en résulte que, pour obtenir une même modulation d'amplitude du 30 signal de sortie G pour deux valeurs différentes du niveau de puissance moyen de ce signal, il peut être nécessaire de générer une consigne de modulation d'amplitude, c'est à dire une composante alternative du signal de commande d'amplitude F, qui dépend du niveau moyen de puissance du signal

radiofréquence à émettre, c'est à dire de la composante continue du signal de commande d'amplitude F. Le phénomène décrit ci-dessus implique qu'un traitement supplémentaire des données numériques est requis. Ce traitement est un traitement numérique qui inclue des multiplications ou autres calculs supplémentaires en fonction de la valeur du signal N de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie G, pour qu'il en soit tenu compte dans la production de la consigne de modulation d'amplitude M. Ce traitement numérique alourdit la charge de calcul du DSP. On notera d'ailleurs qu'un traitement numérique de même nature, bien que plus simple à mettre en œuvre, serait également requis si le détecteur DET était utilisé dans des conditions de fonctionnement assurant le maintien dans la portion P3 de sa caractéristique qui est linéaire. En effet, il est de toutes façons nécessaire d'adapter la consigne de modulation d'amplitude M à la valeur du niveau de puissance moyen du signal de sortie résultant du signal N de commande du niveau moyen de puissance du signal de sortie G. On parle de "mise à l'échelle" pour désigner cette adaptation.

L'invention propose des modes de réalisation procurant une réponse analogique simple et efficace à ces problèmes, en évitant d'avoir à modifier par calcul numérique, suivant le niveau moyen de la puissance du signal radiofréquence à émettre tel qu'indiqué par la valeur du signal de commande N, la consigne de modulation d'amplitude M générée de façon numérique.

En effet, l'invention propose un mode de réalisation conforme à la figure 12 qui constitue une combinaison d'un des modes de réalisation des figures 6 à 10 d'une part et 11 d'autre part. Dans ce mode de réalisation, le dispositif inclue des moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G à une consigne de modulation d'amplitude M. De plus, un amplificateur/atténuateur à gain variable AGV1 et un sommateur analogique S sont disposés entre la sortie des moyens de pré-distorsion 40 (modes de réalisation des figures 6,7,9 et 10) ou des moyens de calage temporels entre le signal de commande de phase et le signal de commande d'amplitude (mode de réalisation de la figure 8) d'une part, et la première entrée de l'amplificateur comparateur COMP d'autre part. Ainsi, l'entrée de l'amplificateur/atténuateur AGV1 reçoit la consigne de modulation d'amplitude M qui est alors de

préférence purement alternative c'est à dire de composante continue nulle et indépendante du niveau de puissance moyen du signal de sortie G. La sortie de l'amplificateur/atténuateur AGV1 est reliée à une première entrée du sommateur S. Le dispositif comprend une entrée de niveau de puissance 60 5 pour recevoir un signal analogique N de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie G. L'entrée 60 est reliée, d'une part à une seconde entrée du sommateur S, et d'autre part à une entrée de commande de gain de l'amplificateur/atténuateur AGV1, via éventuellement un circuit d'adaptation ADAP1, pour y délivrer le signal N. La sortie du sommateur S est 10 reliée à la première entrée de l'amplificateur comparateur COMP pour y délivrer un signal P ayant pour composante continue le signal N et pour composante alternative le signal M multiplié par le gain de l'amplificateur/atténuateur AGV1. Le sommateur S a pour fonction d'additionner le signal N et la consigne de modulation de phase M pour produire le signal P. 15 L'amplificateur/atténuateur AGV1 ainsi connecté, associé le cas échéant au circuit d'adaptation ADAP1, a donc pour fonction d'adapter la composante alternative du signal de commande d'amplitude F au niveau de puissance moyen du signal de sortie G, sur la base d'une consigne de modulation d'amplitude M indépendante de ce niveau. Ceci est obtenu en commandant le 20 gain de l'amplificateur/atténuateur AGV1 en fonction du signal N de commande du niveau moyen de puissance du signal de sortie G, de manière à compenser la variation de la pente de la caractéristique entrée / sortie du détecteur DET avec le niveau moyen de puissance dudit signal de sortie G d'une part, et à assurer la mise à l'échelle de la consigne de modulation d'amplitude M d'autre 25 part. De cette manière, la consigne de modulation d'amplitude M générée par le DSP ne dépend pas de la valeur du signal N, c'est à dire du niveau moyen de la puissance du signal à émettre.

Dans une variante conforme au mode de réalisation de la figure 13, le dispositif comprend à la place de l'amplificateur/atténuateur AGV1 un amplificateur/atténuateur à gain variable AGV2 disposé en aval du détecteur DET. Plus exactement, l'entrée de l'amplificateur/atténuateur AGV2 est reliée à la sortie du détecteur DET de manière à recevoir le signal L délivré par ce détecteur. La sortie de l'amplificateur/atténuateur AGV2 est reliée à la seconde

entrée de l'amplificateur comparateur COMP pour délivrer un signal R. Le signal R est le produit du signal L par le gain de l'amplificateur/atténuateur AGV2. L'entrée 60 du dispositif est reliée à une entrée de commande de gain de l'amplificateur/atténuateur AGV2, éventuellement via un circuit d'adaptation 5 ADAP2, pour y délivrer le signal analogique N de commande du niveau de puissance moyen du signal de sortie G. Ainsi connecté, l'amplificateur/atténuateur AGV2, associé le cas échéant au circuit d'adaptation ADAP2, a également pour fonction de rendre le signal analogique M indépendant du niveau de puissance moyen du signal de sortie G. Le niveau 10 de puissance moyen du signal de sortie G est en effet déterminé par la valeur du signal R qui est la valeur de la tension L détectée par le détecteur DET multipliée par la valeur du gain de l'amplificateur/atténuateur AGV2. Le gain de cet amplificateur est commandé, le cas échéant grâce au circuit d'adaptation ADAP2, de manière à compenser la variation de la pente de la caractéristique 15 entrée / sortie du détecteur DET avec le niveau moyen de puissance du signal de sortie G Dans cette variante, et au contraire du mode de réalisation de la figure 11, la consigne de modulation d'amplitude M comporte une composante alternative indépendante du niveau de puissance moyen du signal à émettre, et une composante continue constante qui détermine ce niveau. On notera que 20 l'amplificateur/atténuateur AGV2 peut également être disposé en amont du détecteur DET. Dans ce cas (non représenté), son entrée est reliée aux moyens de couplage 400 pour recevoir le signal H et sa sortie est reliée à l'entrée du détecteur DET pour y délivrer le signal H multiplié par le gain de l'amplificateur/atténuateur AGV2, la sortie du détecteur DET étant reliée à la 25 seconde entrée de l'amplificateur comparateur COMP comme sur les figures 6, 7 ou 8.

Les moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G à la consigne de modulation d'amplitude M entraînent un déphasage entre la consigne de modulation d'amplitude M et la composante de modulation 30 d'amplitude réellement présente dans le signal de sortie G. Ce déphasage dépend de la fréquence de la modulation d'amplitude. Classiquement, ce déphasage est linéaire pour les basses fréquences et peut être assimilé à un retard. La valeur de ce retard dépend de la fréquence de coupure du dispositif

analogique d'asservissement en amplitude en boucle fermée. Plus cette fréquence de coupure est élevée, et plus le retard est faible. Or, la fonction de transfert du dispositif en boucle fermée n'est pas indépendante du niveau moyen de puissance du signal de sortie G. En effet, notamment, la pente de la 5 caractéristique Tension de commande / Gain de l'amplificateur de puissance PA dépend de la composante continue du signal de commande d'amplitude F qu'il reçoit sur son entrée de commande de gain. Cette variation de pente entraîne une variation du gain du dispositif en boucle ouverte, d'où une variation de la fréquence de coupure du dispositif en boucle fermée, et donc 10 une variation du retard précité. Cette variation du retard entre la consigne de modulation d'amplitude M et la composante de modulation d'amplitude réellement présente dans le signal de sortie G en fonction du niveau moyen de puissance du signal de sortie G est préjudiciable aux moyens de calage temporel du signal de commande de phase D et du signal de commande 15 d'amplitude F.

Un moyen pour limiter la variation de la fréquence de coupure du dispositif en boucle fermée consiste à augmenter la fréquence de coupure du dispositif en boucle fermée. Toutefois, ceci peut nuire à la stabilité de la boucle d'asservissement en amplitude et se traduire par une augmentation du niveau 20 de bruit dans le spectre du signal de sortie G. Un autre moyen consiste à augmenter le gain de l'amplificateur comparateur COMP. Toutefois, ceci peut également nuire à la stabilité de la boucle d'asservissement en amplitude et se traduire par une augmentation du niveau de bruit dans le spectre du signal de sortie G, et peut en outre se traduire par une augmentation de l'erreur de 25 puissance dans le signal de sortie G en raison de l'offset résiduel en entrée de l'amplificateur comparateur COMP.

C'est pourquoi, dans un mode de réalisation conforme à la figure 14, le dispositif selon l'invention comporte un amplificateur/atténuateur à gain variable AGV3 disposé entre la sortie de l'amplificateur comparateur COMP et l'entrée 30 de commande de gain de l'amplificateur de puissance PA. Plus exactement, l'entrée de l'amplificateur/atténuateur AGV3 est reliée à la sortie de l'amplificateur comparateur COMP. Ainsi le signal Q délivré par la sortie de l'amplificateur comparateur COMP est fourni en entrée de l'amplificateur AGV3.

La sortie de l'amplificateur/atténuateur AGV3 est reliée à l'entrée de commande de gain de l'amplificateur de puissance PA pour délivrer le signal de commande d'amplitude F. L'entrée de niveau de puissance 60 est reliée à une entrée de commande de gain de l'amplificateur/atténuateur AGV3,

5 éventuellement via un circuit d'adaptation ADAP3, pour y délivrer le signal analogique N de commande du niveau de puissance moyen du signal de sortie G qui est un signal indirectement représentatif de la pente de la caractéristique Tension de commande / Gain de l'amplificateur de puissance PA. La fonction de l'amplificateur/atténuateur AGV3 ainsi connecté, et associé le cas échéant au circuit d'adaptation ADAP3, est de compenser la variation, avec la valeur du niveau de puissance moyen du signal de sortie G, de la fréquence de coupure des moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G à la consigne de modulation d'amplitude M . Ceci est obtenu en commandant

10 le gain de l'amplificateur AGV3 en fonction dudit signal N de manière à compenser la variation, avec la valeur du niveau de puissance moyen du signal de sortie G, de la fréquence de coupure des moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie G à la consigne de modulation d'amplitude M. Dans ce mode de réalisation, la consigne de modulation d'amplitude M comporte une composante alternative et une

15 20 composante continue constante qui détermine ce niveau.

On notera que les gains respectifs de l'amplificateur/atténuateur AGV1, AGV2 et/ou AGV3 peuvent être inférieurs à l'unité, ce qui revient à dire que chaque amplificateur/atténuateur peut introduire une amplification ou une atténuation.

25 Les modes de réalisation présentés ci-dessus en référence aux figures 2 à 14 se combinent bien en vue de la réalisation d'un dispositif de génération d'un signal radiofréquence modulé en phase et en amplitude présentant de bonnes performances dans diverses conditions de fonctionnement. Toutefois, on appréciera qu'ils peuvent également s'appliquer indépendamment les uns des autres, en fonction des objectifs requis et/ou des particularités de l'application du dispositif. Ceci est particulièrement vrai des modes de réalisations incluant des moyens 20 de calage temporel du signal de commande de phase et du signal de commande d'amplitude, de ceux incluant

les moyens 40 de pré-distorsion adaptative en phase et/ou en amplitude, de ceux incluant les moyens d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie à une consigne de modulation d'amplitude analogique M, de ceux incluant un sommateur analogique S pour ajouter un signal analogique de commande du niveau moyen de puissance du signal de sortie G à un signal analogique de consigne de modulation d'amplitude de ce signal G (figures 11, et 12), de ceux incluant l'amplificateur/atténuateur AGV1 (figure 12) ou l'amplificateur/atténuateur AGV2 (figure 13), et de ceux incluant l'amplificateur/atténuateur AGV3 (figure 14).

## REVENDICATIONS

1. Dispositif de production d'un signal de sortie (G) radiofréquence modulé en phase et en amplitude convenant pour l'émission radioélectrique, comprenant :
  - au moins une entrée de données pour recevoir un message numérique
- 5 (A) contenant des données à émettre ;
  - des moyens de codage composites (COD) pour générer, à partir dudit message numérique (A), une première suite de valeurs numériques (B) correspondant à une composante de modulation de phase du signal de sortie (G) et une seconde suite de valeurs numériques (C) correspondant à une
- 10 10 composante de modulation d'amplitude du signal de sortie ;
  - des moyens de génération (GEN) d'un signal de commande de phase (D) et d'un signal de commande d'amplitude (F) à partir desdites premières (B) et secondes (C) suites de valeurs numériques,
- 15 15 - des moyens de modulation de phase (MOD) dont une entrée reçoit le signal de commande de phase (D) et dont une sortie délivre un signal radiofréquence d'amplitude sensiblement constante modulé en phase (E) en fonction du signal de commande de phase (D) ; et
- 20 20 - un amplificateur de puissance radiofréquence (PA) à gain variable, dont l'entrée est couplée à une sortie des moyens de modulation en phase (MOD) pour recevoir ledit signal radiofréquence d'amplitude sensiblement constante modulé en phase (E), dont une entrée de commande de gain reçoit le signal de commande d'amplitude (F), et dont une sortie délivre le signal de sortie (G),
  - caractérisé en ce que lesdits moyens de génération (GEN) comprennent des moyens de calage temporel dudit signal de commande de phase (D) et dudit signal de commande d'amplitude (F) de manière que la composante de modulation de phase soit synchronisée avec la composante de modulation d'amplitude dans le signal de sortie (G).
- 30 30 2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdits moyens de calage temporel comprennent au moins des premiers moyens

numériques (21,22) pour appliquer un premier retard à la première suite de valeurs numériques (B) ou à la seconde suite de valeurs numériques (C).

3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que lesdits moyens de calage temporel comprennent en outre des seconds moyens numériques (23,24) pour appliquer un second retard, différent dudit premier retard, à l'autre suite de valeurs numériques (B,C).

4. Dispositif selon l'une des revendications 2 ou 3, caractérisé en ce que lesdits moyens numériques des moyens de calage temporel comprennent un premier registre à décalage (22) et/ou un second registre à décalage (21) par lesquels transitent, respectivement, la première (B) et/ou la seconde (C) suite de valeurs numériques à retarder.

15 5. Dispositif selon l'une des revendications 2 à 4, caractérisé en ce que lesdits moyens numériques des moyens de calage temporel comprennent un premier filtre numérique retardateur (24) et/ou un second filtre numérique retardateur (22) recevant en entrée, respectivement, la première suite de valeurs numériques (B) et/ou la seconde suite de valeurs numériques (C) à retarder, et délivrant en sortie, respectivement, ladite première et/ou ladite seconde suite de valeurs numériques retardées.

20 6. Dispositif selon la revendication 5, caractérisé en ce que le premier filtre numérique retardateur (24) et/ou le second filtre numérique retardateur (22) sont des filtres en sinus cardinal.

30 7. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que les moyens de calage temporel (20) sont agencés pour réaliser un calage temporel du signal de commande de phase (D) et du signal de commande d'amplitude (F) en fonction d'un signal en bande de base (J) obtenu à partir du signal de sortie (G).

8. Dispositif selon la revendication 7, caractérisé en ce qu'il comprend un dispositif de couplage (400) pour prélever en sortie de l'amplificateur de puissance (PA) un signal (H) image du signal de sortie (G), un démodulateur (DEMOD) recevant sur une entrée ledit signal (H) image du signal de sortie (G) et délivrant sur une sortie ledit signal en bande de base (J) obtenu à partir du signal de sortie (G).

9. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que les moyens de génération (GEN) comprennent en outre des moyens numériques de pré-distorsion en phase (40) comportant une première table de valeurs (41) associant une valeur numérique pré-distordue à chaque valeur numérique de la première suite de valeurs numériques (B), le signal de commande de phase (D) étant généré en fonction de la suite desdites valeurs numériques pré-distordues de manière à annuler l'effet des non-linéarités en phase introduites dans le signal de sortie (G) par l'amplificateur de puissance (PA).

10. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 9, caractérisé en ce que les moyens de génération comprennent en outre des moyens numériques de pré-distorsion en amplitude comportant une seconde table de valeurs (42) associant une valeur numérique pré-distordue à chaque valeur numérique de la seconde suite de valeurs numériques (C), le signal de commande d'amplitude (F) étant généré en fonction de la suite desdites valeurs numériques pré-distordues de manière à annuler l'effet des non-linéarités en amplitude introduites dans le signal de sortie (G) par l'amplificateur de puissance (PA).

11. Dispositif selon l'une des revendications 9 ou 10, caractérisé en ce que les moyens (40) de pré-distorsion en phase et/ou en amplitude sont agencés pour réaliser une pré-distorsion adaptative en fonction d'un signal en bande de base (J) obtenu à partir du signal de sortie (G).

12. Dispositif selon l'une des revendications 1 à 9, caractérisé en ce que les moyens de génération (GEN) comprennent en outre des moyens analogiques

d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie (G) à une consigne de modulation d'amplitude (M) générée à partir de la seconde suite de valeurs numériques (C).

5        13. Dispositif selon la revendication 12, caractérisé en ce que lesdits moyens analogiques d'asservissement comprennent des moyens de couplage (400) délivrant un signal (H) image du signal de sortie (G), un détecteur (DET) dont une entrée reçoit le signal (H) image du signal de sortie (G) et dont la sortie délivre un signal (L) représentatif de la composante de modulation d'amplitude réellement présente dans le signal de sortie (G), un amplificateur comparateur (COMP), dont une première entrée reçoit la consigne de modulation d'amplitude (M), dont une seconde entrée reçoit ledit signal (L) représentatif de la composante de modulation d'amplitude réellement présente dans le signal de sortie (G), et dont la sortie délivre le signal de commande de gain (F) qui est appliqué sur l'entrée de commande de gain de l'amplificateur de puissance (PA).

14. Dispositif selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens pour générer à partir de la seconde suite de 20 valeurs numériques (C) un premier signal analogique (M) correspondant à une consigne de modulation d'amplitude, une entrée de niveau de puissance (60) pour recevoir un second signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G), un circuit sommateur (S) recevant ledit premier signal analogique (M) sur une première entrée et ledit second signal 25 analogique (N) sur une seconde entrée et délivrant sur une sortie le signal de commande de modulation d'amplitude (F) résultant de la somme desdits premiers (M) et second (N) signaux analogiques.

15. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 12 à 14, 30 caractérisé en ce que, le dispositif comprend une entrée de niveau de puissance (60) pour recevoir un signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G), un premier amplificateur/atténuateur (AGV1) et un sommateur analogique (S), une entrée

dudit premier amplificateur/atténuateur (AGV1) recevant la consigne de modulation d'amplitude (M), indépendante du niveau de puissance moyen du signal de sortie (G), et sa sortie étant reliée à une première entrée du sommateur (S), l'entrée de niveau de puissance (60) étant reliée d'une part à 5 une seconde entrée du sommateur (S), et d'autre part à une entrée de commande de gain du premier amplificateur/atténuateur (AGV1) pour y délivrer le signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G), la sortie du sommateur (S) étant reliée à la première entrée de l'amplificateur comparateur (COMP) pour délivrer un signal (P) ayant 10 pour composante continue le signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G) et pour composante alternative la consigne de modulation d'amplitude (M) multipliée par le gain du premier amplificateur/atténuateur (AGV1), le gain du premier amplificateur à gain variable (AGV1) étant commandé en fonction du signal analogique (N) de 15 commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G) de manière à compenser la variation de la pente de la caractéristique entrée / sortie du détecteur (DET) avec le niveau moyen de puissance dudit signal de sortie (G) et à assurer la mise à l'échelle de la consigne de modulation d'amplitude (M).

20

16. Dispositif selon la revendication 15, caractérisé en ce que la composante continue de la consigne de modulation d'amplitude (M) est nulle.

25

17. Dispositif selon l'une des revendications 15 ou 16, caractérisé en ce que l'entrée de niveau de puissance (60) est reliée à l'entrée de commande de gain du premier amplificateur/atténuateur (AGV1) via un premier circuit d'adaptation (ADAP1) en sorte de commander le gain du premier amplificateur/atténuateur (AGV1) en fonction du signal (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G) de manière à compenser 30 la variation de la pente de la caractéristique entrée / sortie du détecteur (DET) avec le niveau moyen de puissance dudit signal de sortie (G) et à assurer la mise à l'échelle de la consigne de modulation d'amplitude (M).

18. Dispositif selon l'une des revendications 12 à 17, caractérisé en ce qu'il comprend une entrée de niveau de puissance (60) pour recevoir un signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G), ainsi qu'un deuxième amplificateur/atténuateur (AGV2) disposé en 5 amont ou en aval du détecteur (DET), l'entrée de niveau de puissance (60) étant reliée à une entrée de commande de gain du deuxième amplificateur/atténuateur (AGV2) pour y délivrer le signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G), le gain du second amplificateur à gain variable (AGV2) étant commandé en fonction du 10 signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G) de manière à compenser la variation de la pente de la caractéristique entrée / sortie du détecteur (DET) avec le niveau moyen de puissance dudit signal de sortie (G).

15 19. Dispositif selon la revendication 18, caractérisé en ce que l'entrée de niveau de puissance (60) est reliée à l'entrée de commande de gain du deuxième amplificateur/atténuateur (AGV2) via un deuxième circuit 20 d'adaptation (ADAP2) permettant de commander le gain du deuxième amplificateur/atténuateur (AGV2) en fonction du signal (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie (G) de manière à compenser la variation de la pente de la caractéristique entrée / sortie du détecteur (DET) avec le niveau moyen de puissance du signal de sortie (G).

25 20. Dispositif selon l'une des revendications 12 à 19, caractérisé en ce qu'il comprend une entrée de niveau de puissance (60) pour recevoir un signal analogique (N) de commande du niveau moyen de la puissance du signal de sortie G, lesdits moyens de compensation comprennent un troisième amplificateur/atténuateur à gain variable (AGV3) dont l'entrée est reliée à la 30 sortie de l'amplificateur comparateur (COMP) pour recevoir le signal (Q) délivré par la sortie de l'amplificateur comparateur (COMP), dont la sortie est reliée à l'entrée de commande de gain de l'amplificateur de puissance (PA) pour délivrer le signal de commande d'amplitude (F), l'entrée de niveau de puissance (60) étant reliée à une entrée de commande de gain du troisième

amplificateur/atténuateur (AGV3) pour délivrer le signal (N) de commande du niveau de puissance moyen du signal de sortie G, le gain du troisième amplificateur à gain variable étant commandé en fonction dudit signal (N) de manière à compenser la variation, avec la valeur du niveau de puissance moyen du signal de sortie (G), de la fréquence de coupure des moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie (G) à la consigne de modulation d'amplitude (M).

21. Dispositif selon la revendication 20, caractérisé en ce que l'entrée de niveau de puissance (60) est reliée à l'entrée de commande de gain du troisième amplificateur/atténuateur (AGV3) via un troisième circuit d'adaptation (ADAP3) permettant de commander le gain de cet amplificateur/atténuateur (AGV3) de manière à compenser la variation, avec la valeur du niveau de puissance moyen du signal de sortie (G), de la fréquence de coupure des moyens analogiques d'asservissement de l'amplitude du signal de sortie (G) à la consigne de modulation d'amplitude (M).

22. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les moyens de modulation de phase (MOD) comprennent un synthétiseur de modulation numérique.

1/5

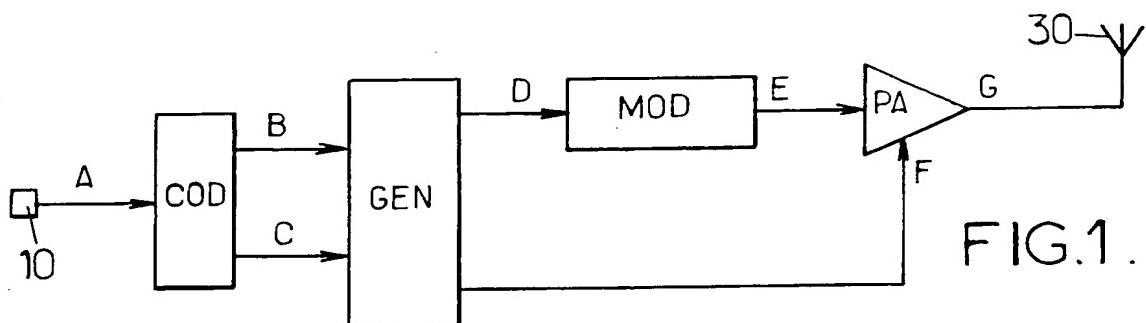


FIG.1.

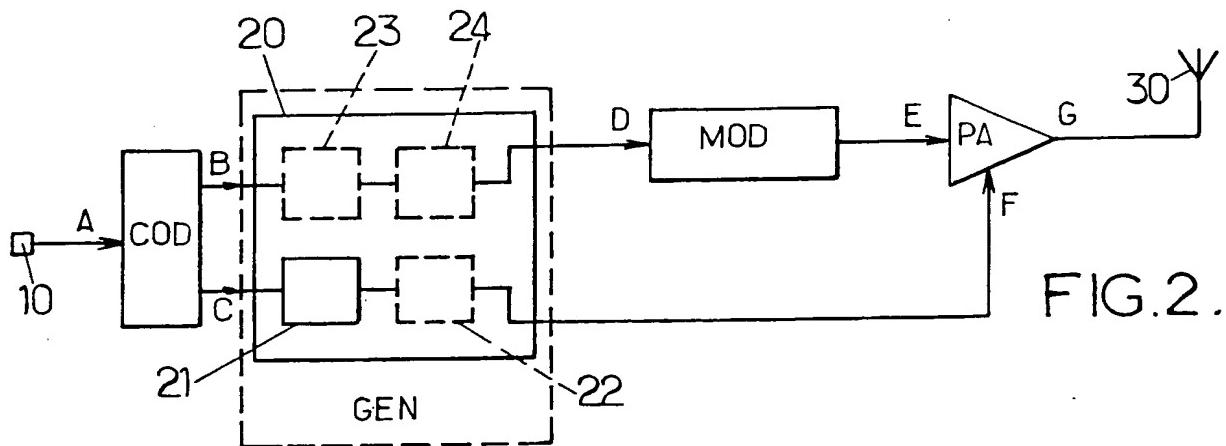


FIG.2.

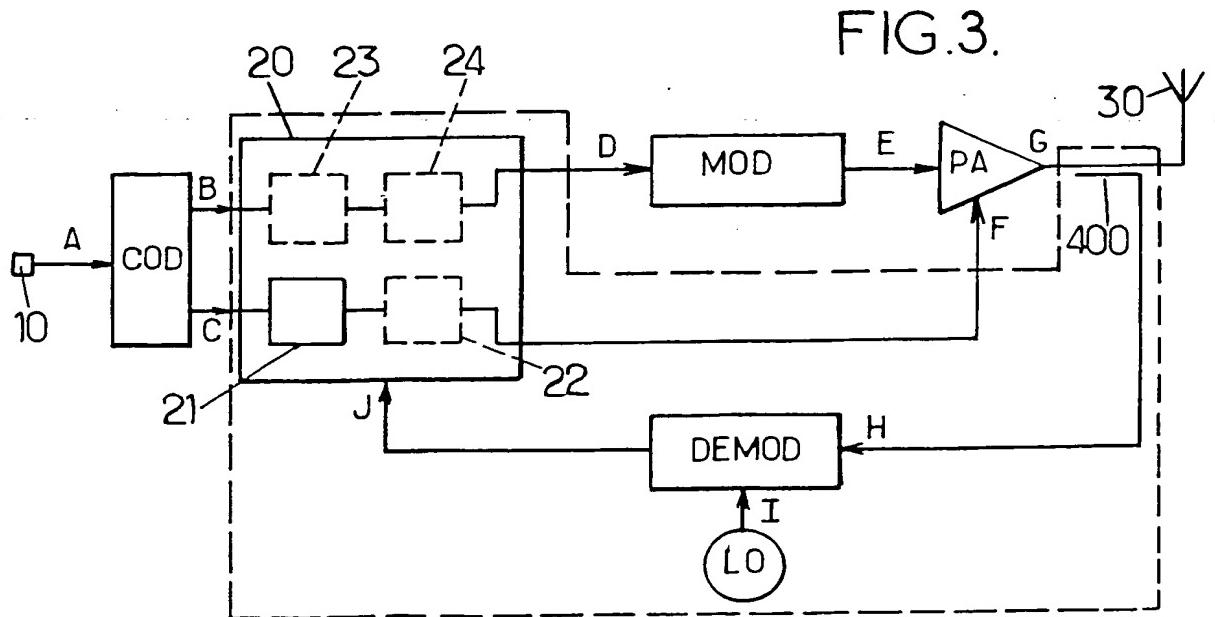
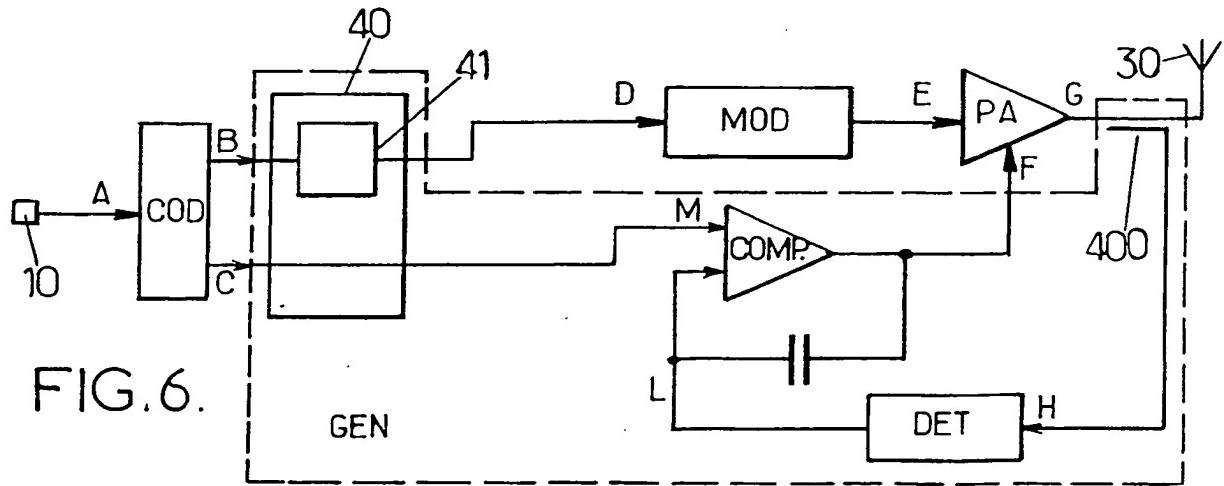
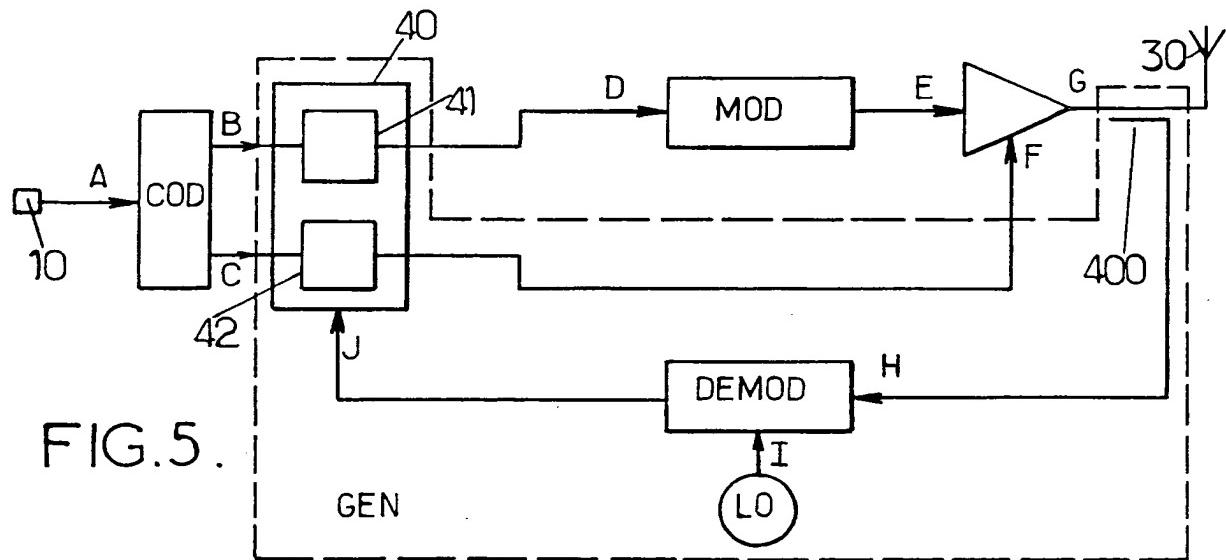
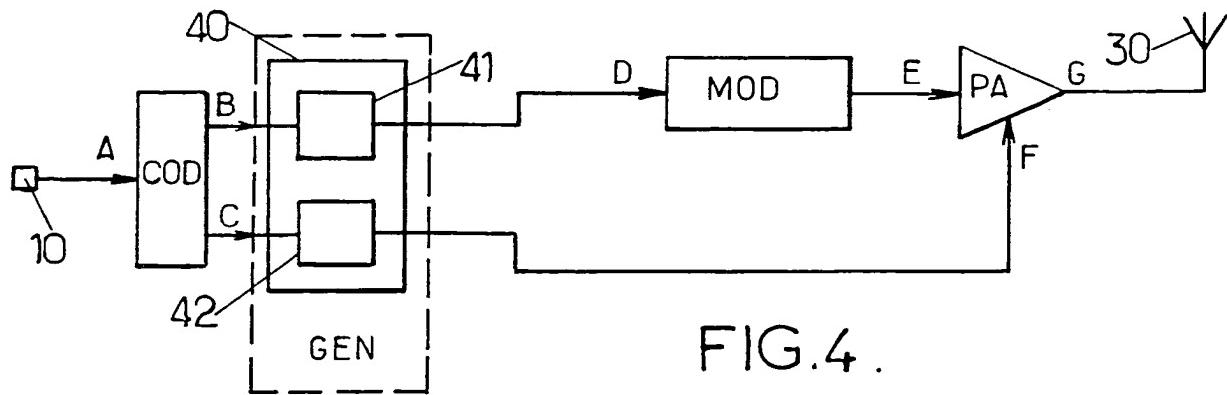
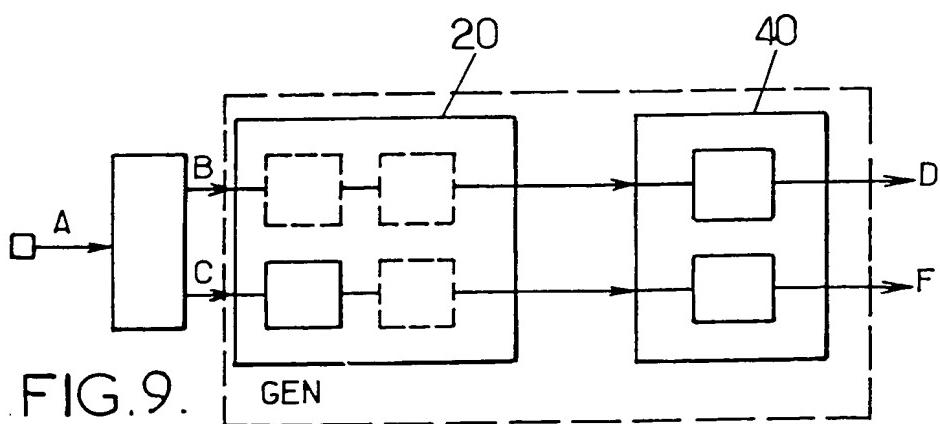
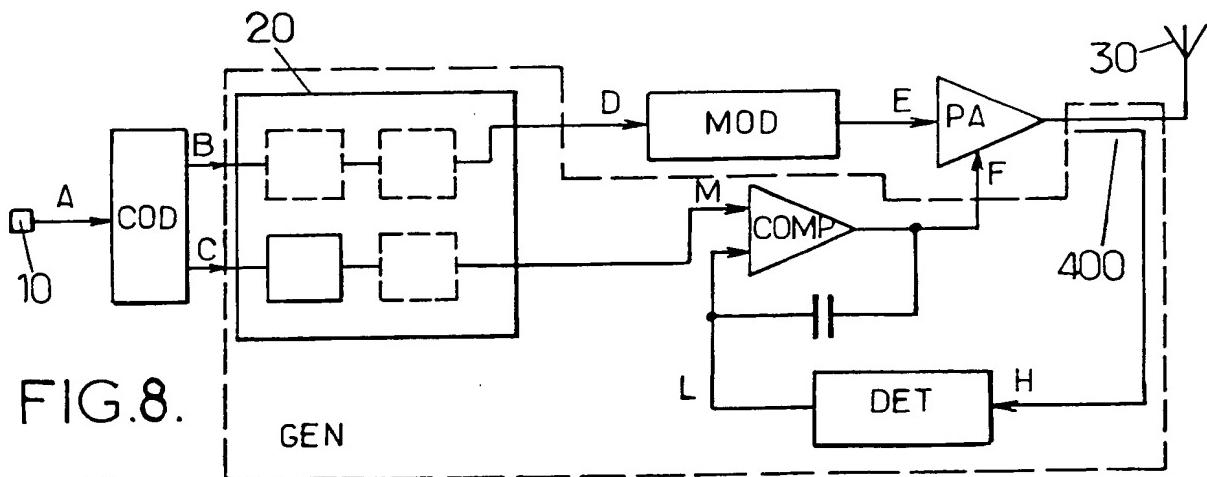
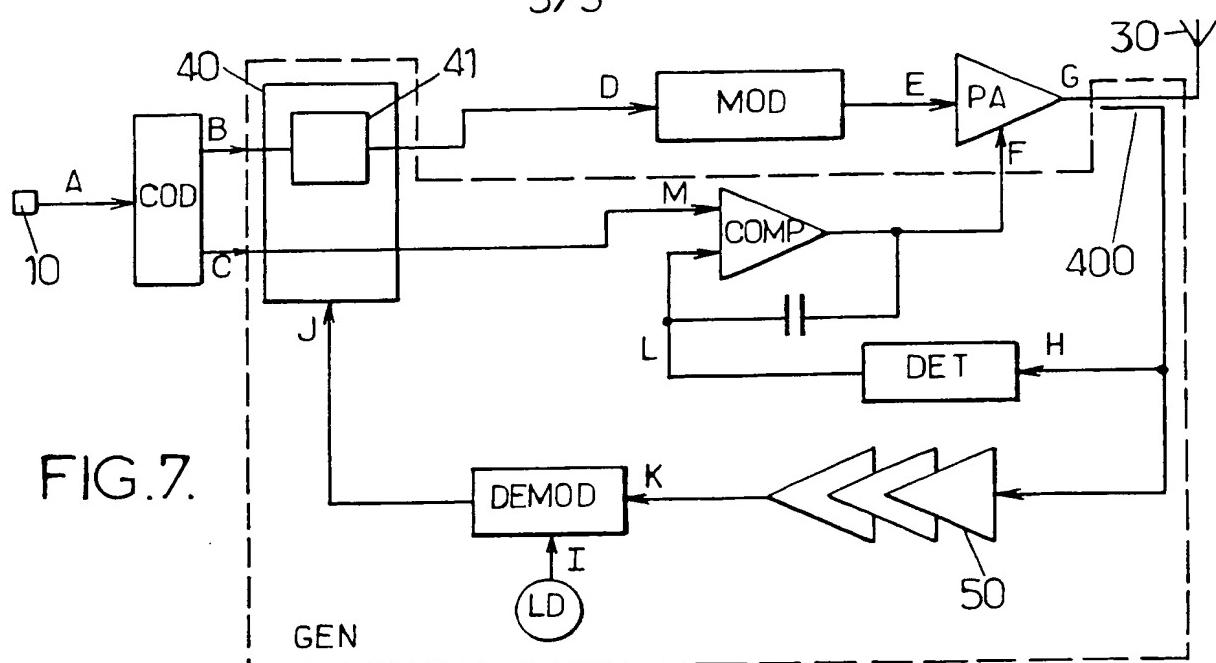


FIG.3.

2/5



3/5



4/5

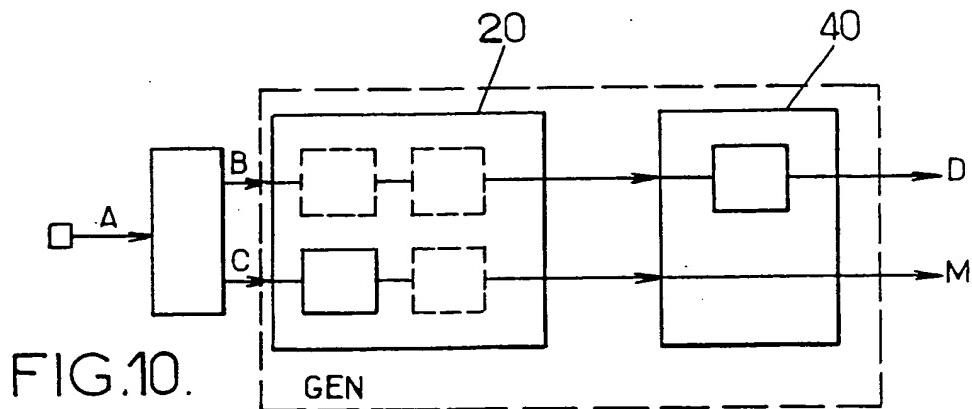
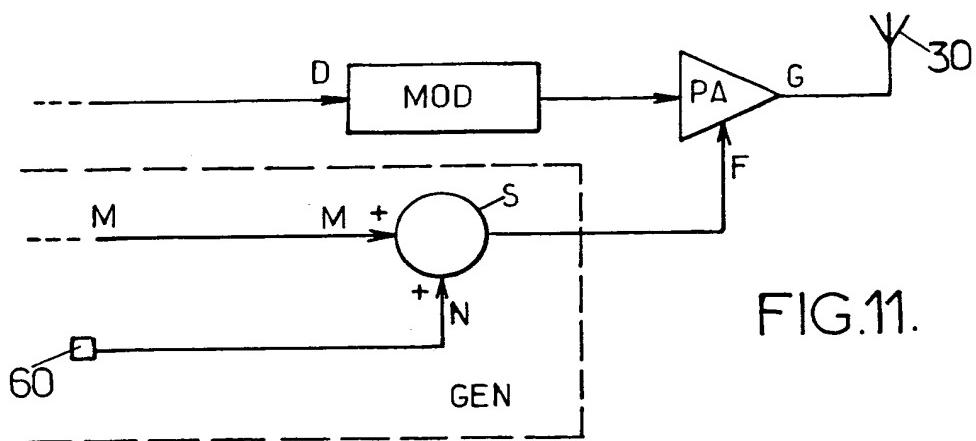


FIG.10.



**FIG.11.**

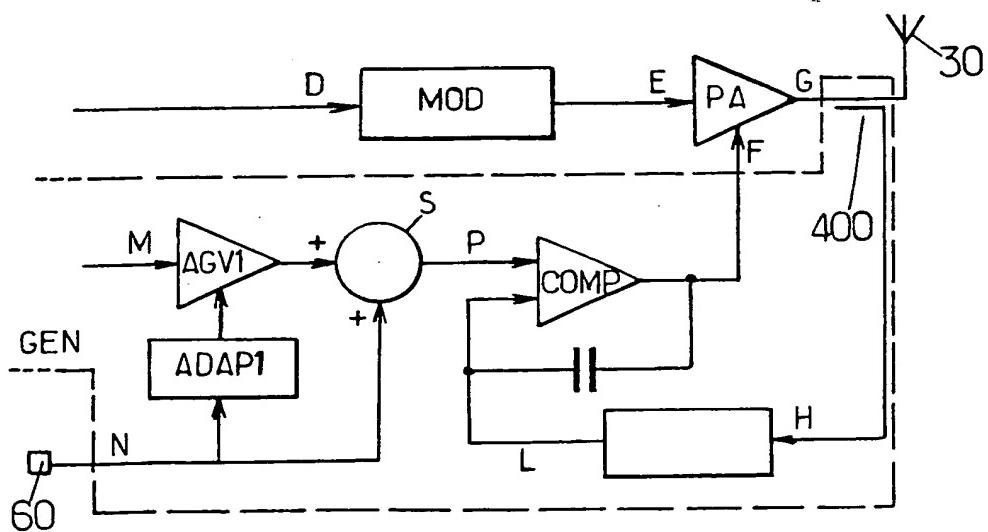


FIG.12.

5/5

FIG.13.

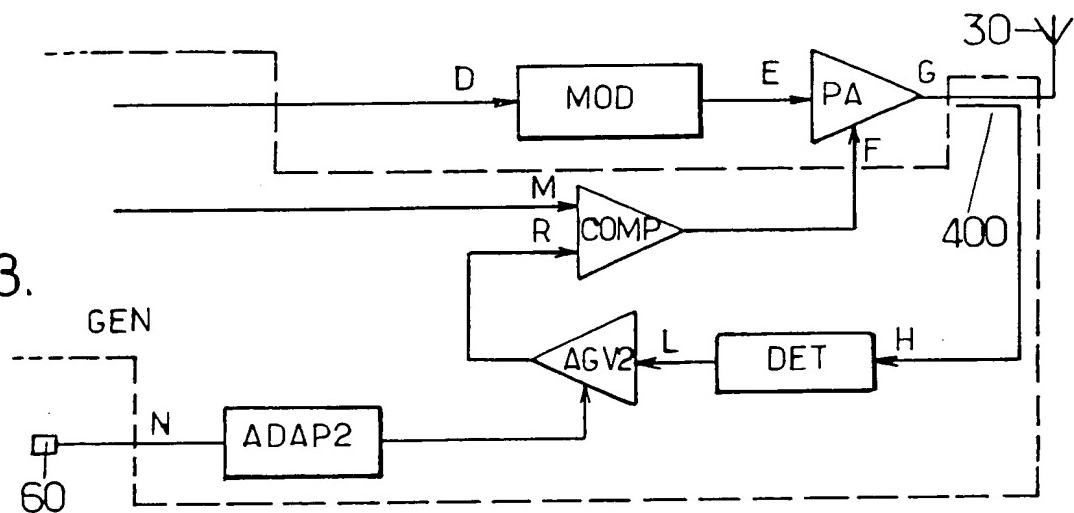


FIG.14.

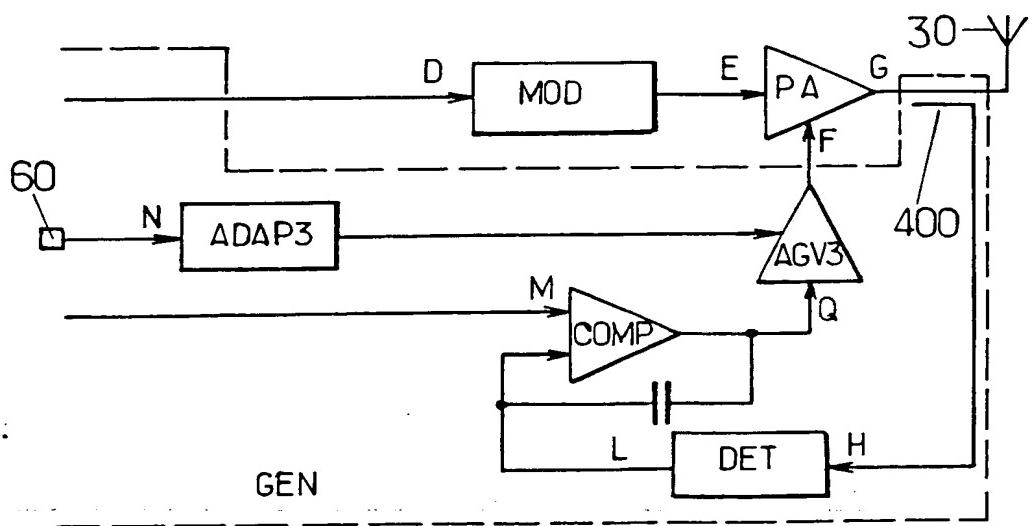
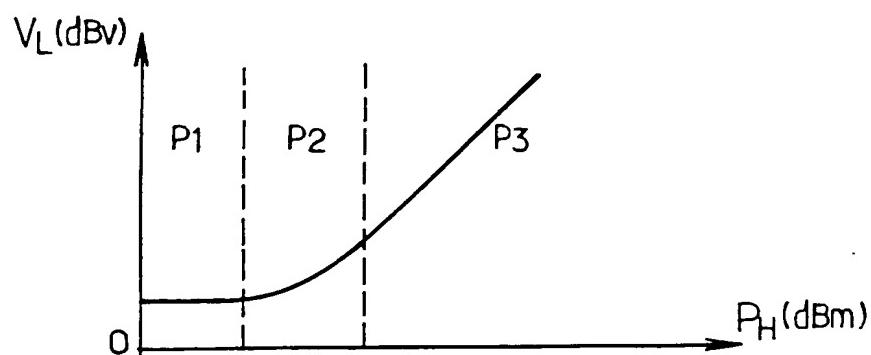


FIG.15.



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/FR 01/00940

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 7 H04L27/36

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	MANN S. ET AL.: "INCREASING TALK-TIME WITH EFFICIENT LINEAR PA'S" IEE SEMINAR ON TETRA MARKET AND TECHNOLOGY DEVELOPMENTS, 10 February 2000 (2000-02-10), pages 6/1-6/7, XP002155349 LONDRES, ROYAUME-UNI * paragraphe 4.3 * * paragraphe 4.4 * * paragraphe 5a *	1-6, 9-22
A	---	7, 8 -/-



Further documents are listed in the continuation of box C.



Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents :

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

\*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

\*X\* document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

\*Y\* document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

\*&\* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

6 June 2001

Date of mailing of the international search report

15/06/2001

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Orozco Roura, C

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR 01/00940

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No
X	LIU W. ET AL.: "CONSIDERATIONS ON APPLYING OFDM IN A HIGHLY EFFICIENT POWER AMPLIFIER" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-II, ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, vol. 46, no. 11, November 1999 (1999-11), pages 1329-1336, XP002155350 PISCATAWAY, ÉTATS-UNIS * paragraphe IV.B * figure 6	1-6, 12-22
A	---	7-11
X	WU J -T ET AL: "TP 5.2: A 2V 100MHZ CMOS VECTOR MODULATOR" IEEE INTERNATIONAL SOLID STATE CIRCUITS CONFERENCE, vol. 40, February 1997 (1997-02), pages 80-81.434, XP000753022 NEW YORK, ÉTATS-UNIS ISSN: 0193-6530 figure 1	1
A	---	2-22
A	US 3 619 503 A (RAGSDALE ROBERT GORDON) 9 November 1971 (1971-11-09) figure 2	1-22

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR 01/00940

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)		Publication date
US 3619503	A	09-11-1971	CA 920239 A	30-01-1973
			CH 521693 A	15-04-1972
			DE 2056670 A	27-05-1971
			FR 2074929 A	08-10-1971
			GB 1301337 A	29-12-1972
			SE 375897 B	28-04-1975

**RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE**

De la Internationale No

PCT/FR 01/00940

**A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE**  
CIB 7 H04L27/36

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

**B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE**

Documentation minimale consultée (Système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porte la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

**C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS**

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	MANN S. ET AL.: "INCREASING TALK-TIME WITH EFFICIENT LINEAR PA'S" IEE SEMINAR ON TETRA MARKET AND TECHNOLOGY DEVELOPMENTS, 10 février 2000 (2000-02-10), pages 6/1-6/7, XP002155349 LONDRES, ROYAUME-UNI * paragraphe 4.3 * * paragraphe 4.4 * * paragraphe 5a *	1-6,9-22
A	---	7,8 -/-

Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

\* Catégories spéciales de documents cités:

- \*A\* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- \*E\* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- \*L\* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- \*O\* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- \*P\* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

\*T\* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'égal de la technique pertinente, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

\*X\* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

\*Y\* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

\*&\* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

6 juin 2001

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

15/06/2001

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale  
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.  
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Orozco Roura, C

## RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

De: Je Internationale No:  
PCT/FR 01/00940

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		no. des revendications visées
Catégorie	Identification des documents cités, avec le cas échéant, l'indication des passages pertinents	
X	LIU W. ET AL.: "CONSIDERATIONS ON APPLYING OFDM IN A HIGHLY EFFICIENT POWER AMPLIFIER" IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-II, ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, vol. 46, no. 11, novembre 1999 (1999-11), pages 1329-1336, XP002155350 PISCATAWAY, ÉTATS-UNIS * paragraphe IV.B * figure 6	1-6, 12-22
A	---	7-11
X	WU J -T ET AL: "TP 5.2: A 2V 100MHZ CMOS VECTOR MODULATOR" IEEE INTERNATIONAL SOLID STATE CIRCUITS CONFERENCE, vol. 40, février 1997 (1997-02), pages 80-81,434, XP000753022 NEW YORK, ÉTATS-UNIS ISSN: 0193-6530 figure 1	1
A	---	2-22
A	US 3 619 503 A (RAGSDALE ROBERT GORDON) 9 novembre 1971 (1971-11-09) figure 2	1-22
1		

**RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE**

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Deli Je Internationale No

PCT/FR 01/00940

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)		Date de publication
US 3619503	A	09-11-1971	CA 920239 A CH 521693 A DE 2056670 A FR 2074929 A GB 1301337 A SE 375897 B	30-01-1973 15-04-1972 27-05-1971 08-10-1971 29-12-1972 28-04-1975

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**